Control Óptimo para un Conversor Buck Boost

Chamorro, H.R[2], Soriano, J.J[1]., Morales, L.[1], Diaz, N.L[2].
[1]*Laboratorio de Automática, Microelectrónica e Inteligencia Computacional (LAMIC)*
jjsorianom@unal.edu.co, lcmoralesl@estudiante.udistrital.edu.co,
[2]*Laboratorio de Investigación en Fuentes Alternativas de Energía (LIFAE)*
hr.chamo@ieee.org, nelson.diaza@gmail.com
Faculty of Engineering, Universidad Distrital Francisco Jose de Caldas
Bogotá, Colombia

Resumen – **En este documento se propone el estudio de un método de control para un conversor DC – DC reductor – elevador (Buck Boost) teniendo en cuenta que su respuesta presenta características no lineales dependientes del ciclo útil. Los conversores DC-DC han sido ampliamente estudiados; sin embargo, sobre la topología (conversor reductor-elevador) los diseños de control utilizando índices de desempeño han sido poco referenciados. En este documento se presenta el modelamiento diseño y resultados experimentales de un controlador clásico aplicado a esta topología de conversores, usando como parámetro de diseño la integral del error cuadrático del error ISE del sistema realimentado buscando un comportamiento optimo en el punto de diseño, a pesar de esto se observa que el comportamiento para diferentes puntos de operación resulta aceptable. Finalmente se presenta implementación del mismo para darle una verificación experimental a lo expuesto.**

Palabras clave – **Conversor Buck Boost, ISE, Sistemas no Lineales, Control Optimo.**

I. INTRODUCCIÓN

Las características dinámicas de los elevadores de voltaje en corriente continua presentan una dependencia no lineal frente a variaciones del punto de trabajo para el cual fueron diseñados (rango de la señal de entrada y resistencia de carga) debido a que son sistemas de estructura variable ya que las ecuaciones diferenciales que describen su comportamiento dependen del estado del elemento de conmutación presentan un comportamiento dinámico discontinuo de naturaleza no lineal [1][2], además es importante considerar en aplicaciones practicas la presencia de elementos no lineales en los circuitos y a las saturaciones y zonas muertas causadas por las limitaciones físicas de los dispositivos con que se implementa. Esto conduce a que, por simplicidad, al momento de diseñar un sistema de control basado en técnicas convencionales se recurra al uso de un modelo aproximado de la planta en el punto de diseño, en el cual se desprecian los cambios en el modelo dinámico para diferentes puntos de operación, por lo que, el comportamiento del sistema puede no ser el más adecuado a lo largo de todo el rango de trabajo.

En la literatura se han encontrado diversos estudios que comparan diferentes técnicas de control convencional y no lineal enfocadas al mejoramiento del comportamiento de este tipo de plantas. Una metodología propuesta en [13, 14, 17,15] para plantas con comportamiento no lineal es diseñar controladores óptimos, sub-óptimos o adaptativos. Sin embargo, existen ciertas metodologías que permiten simplificar el diseño de sistemas de control aplicados a plantas no lineales, como es el uso de técnicas de inteligencia computacional [4,5,6], entre otras.

El objetivo principal de este estudio es realizar una aproximación a una comparación que tenga en cuenta las características no lineales de la planta en la etapa de diseño y la influencia de las técnicas de implementación de los controladores sobre el rendimiento del sistema. Para ello, en primer lugar se realiza la caracterización de la planta a controlar, identificando su comportamiento no lineal y definiendo las regiones de trabajo en las que se divide. Posteriormente, se establece la estructura de cada controlador.

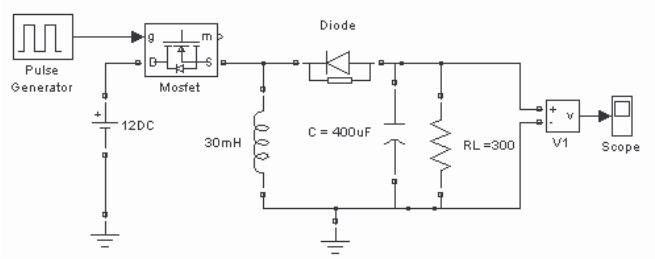

Figura 1. Diagrama esquemático del conversor

II. DESCRIPCIÓN DE LA PLANTA

El diagrama esquemático de la planta a controlar se muestra en la figura 1 y representa un conversor de corriente continua que opera como reductor elevador de voltaje esta configuración es conocida como Buck-Boost, [3][4]. Su principio de funcionamiento se basa en suministra un voltaje de salida que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada, de ahí su nombre; la polaridad del voltaje de salida es opuesta a la del voltaje de entrada. Este regulador también se conoce como regulador inversor. La operación del circuito se puede dividir en dos modos. Durante el modo 1, el transistor Q_1 está activo y el diodo D_m tiene polarización inversa. La corriente de entrada, que se eleva fluye a través del inductor L y del transistor Q_1 .Durante el modo 2, el transistor Q_1 es conmutado y la corriente, que fluía a través del inductor *L*, fluirá a través de *L, C, D_m* y la carga. La energía almacenada en el inductor L se transferirá a la carga y la corriente del inductor se abatirá hasta que el transistor Q_1 vuelva a activarse en el siguiente ciclo [16].

La ecuación ideal del sistema esta representado por la ecuación (1):

$$V_o = -E\frac{D}{1-D} \tag{1}$$

III. El conversor Reductor Elevador Real

En una aplicación real se deben tener en cuenta las pérdidas por en conducción de los dispositivos con el fin de conocer los limites y regiones de operación real del convertidor [9] [16]. Este análisis en desarrollado analizando los estados de conmutación de los dispositivos semiconductores (interruptor y diodo).

Durante T_1 el transistor se satura y establece una unión entre la bobina y tierra; dicha unión no es perfecta debido a que el transistor no se comporta como un corto circuito sino que presenta una caída V_Q, aparte de ello hay una caída en la resistencia de la bobina R_B cuyo valor es

$$V_{R_B} = I_L R_B \tag{2}$$

y como resultado la tensión es

$$V_{T_1} = V_Q + I_L R_B \tag{3}$$

Aplicando la ecuación de voltaje promedio e igualando este a V_I se obtiene:

$$\frac{(V_I - V_Q - I_L R_B)T_1 + (v_o + V_D - I_L R_B)T_2}{T_1 + T_2} = 0$$

Considerando que

$$\frac{T_1}{T} = D \quad \text{y} \quad \frac{T_2}{T} = 1 - D \tag{5), (6}$$

Se obtiene

$$V_I D - V_Q D - I_L R_B D - V_D(1-D) - I_L R_B(1-D) = -v_o(1-D)$$

$$V_I D - V_Q D - I_L R_B - V_D(1-D) = -v_o(1-D)$$

Despejando v_o:

$$-v_o = V_I \frac{D}{1-D} - V_Q \frac{D}{1-D} - \frac{I_L R_B}{1-D} - V_D$$

La ecuación esta en función de I_L; en la práctica es más útil que esta en función de I_o`, donde:

$$I_L = \frac{I_o'}{1-D} \tag{7}$$

Quedando de la siguiente manera

$$-v_o = V_I \frac{D}{1-D} - V_Q \frac{D}{1-D} - \frac{I_o' R_B}{(1-D)^2} - V_D \tag{8}$$

Al realizar la comparación de la ecuación (6) con la respuesta ideal sin considerar perdidas se obtiene la respuesta que se presenta en la figura 2, en la cual se puede ver la respuesta ideal en azul y la no ideal en la roja y se aprecia el cambio de rendimiento energético [16] y la no linealidad del sistema.

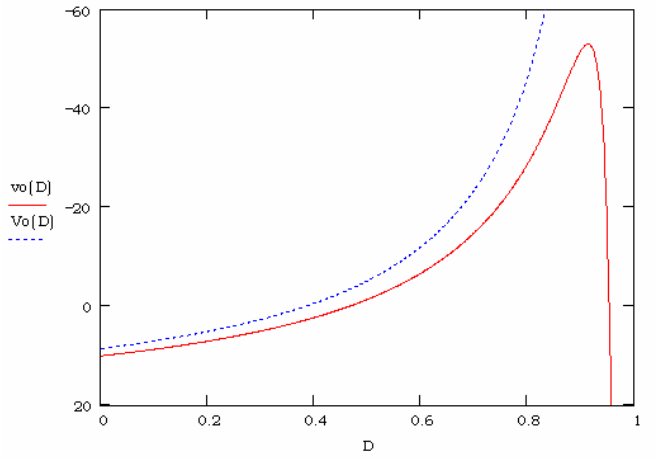

Figura 2. Conversor Ideal vs Conversor Real

IV. Caracterización de la Planta

El sistema fue excitado con una entrada escalón de diferentes amplitudes, como se muestra en la figura 3, es decir, con diferentes entradas de ciclo útil para evaluar su comportamiento en el tiempo, además verificar si el comportamiento de la planta es o no lineal. Los resultados muestran que la planta no tiene el mismo tiempo de establecimiento en los diferentes puntos de operación y tampoco el mismo coeficiente de atenuación ξ. En la tabla 1 se muestran los resultados de las funciones de transferencia estimadas para cada punto de operación, esta estimación fue realizada con la herramienta de identificación de MATLAB®, los mejores resultados de aproximación se lograron con una función de transferencia con dos polos mas un tiempo muerto tal cual se muestra en la ecuación (9).

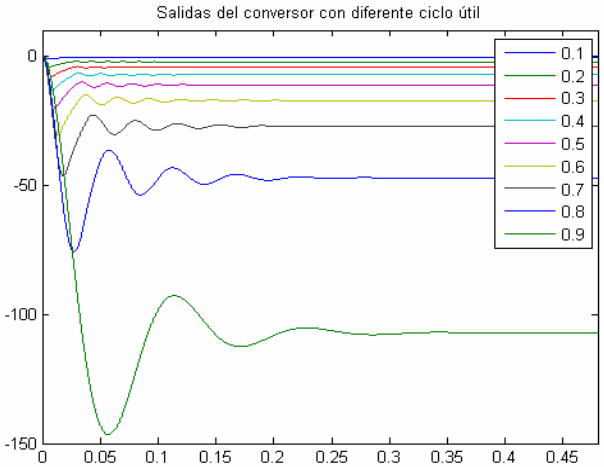

Figura 3. Tiempo (s) vs. Salida del Conversor

$$\frac{K \cdot e^{-T_D}}{(T_\omega s)^2 + 2\zeta T_\omega + 1} \tag{9}$$

TABLA I. MODELAMIENTO DINAMICO DE LA PLANTA RESPUESTA AL ESCALON

CICLO ÚTIL	K	T_ω	ξ	T_D
0.1	-6.23	0.00513	0.56	3.053×10^{-5}
0.2	-10.12	0.00517	0.56	3.053×10^{-5}
0.3	-14.483	0.00519	0.71	2.46×10^{-5}
0.4	-18.008	0.005799	0.64	4.35×10^{-5}
0.5	-22.347	0.005653	0.56	4.35×10^{-5}
0.6	-32.019	0.006	0.31	4.35×10^{-5}
0.7	-50.68	0.007	0.2	4.35×10^{-5}
0.8	-103.98	0.00751	0.24	4.73×10^{-5}
0.9	-120.75	0.00782	0.24	3.055×10^{-5}

V. MODELAMIENTO EN VARIABLES DE ESTADO

Al realizar un análisis circuital en cada uno de los estados del interruptor [16,7]. Se pueden obtener las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento dinámico del sistema en cada uno de los estados. En el primer caso cuando el interruptor se encuentra abierto se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \tag{10}$$

Cuando el interruptor se encuentra en estado de conducción se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E \tag{11}$$

Se determina entonces un modelo promediado en el cual cada uno de los modelos se pondera con el periodo de tiempo en el cual se encuentra activo es decir el ciclo útil D para el primer caso (interruptor cerrado) y (1 - D) para el segundo caso interruptor abierto. De la siguiente manera:

$$\begin{aligned} A_P &= A_1 D + A_2(1-D) \\ B_P &= B_1 D + B_2(1-D) \end{aligned} \tag{12}$$

$$A_P = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{-1+D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \tag{13}$$

$$B_P = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Si se asume un modelo para pequeñas variaciones [2,12] con respecto al punto de diseño se pueden representar las variables de la planta de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} i(t) &= I + i' \\ v(t) &= V + v' \\ E(t) &= E + e' \\ D(t) &= D + d' \end{aligned} \tag{14}$$

Reemplazando estas expresiones en el modelo promediado (ecuación (14)) se tiene:

$$\begin{aligned} x' &= A_p x' + B_p V_g + B_3 d' \\ y' &= C_p x' + D_p V_g + D_3 d \\ B_3 &= (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_g \\ D_3 &= (C_1 - C_2)X \end{aligned} \tag{15}$$

De donde se obtiene:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{-1+D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ V \end{bmatrix} \hat{d} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d} \tag{16}$$

Si se asume que la fuente de alimentación E es regulada y por lo tanto constante entonces no presenta variación este parámetro. Si además se eliminan los términos de orden superior para obtener únicamente un modelo lineal en función del ciclo útil de operación:

$$\begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{-1+D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i' \\ v' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d' \tag{17}$$

La representación de las variables de estado en bloques de las ecuación 17 se presenta en la figura 4:

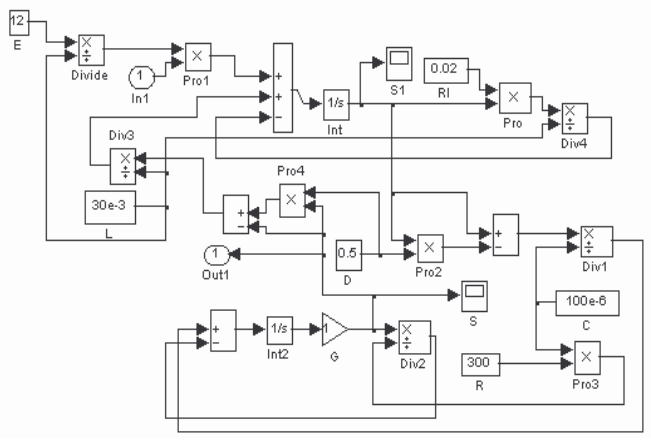

Figura 4. Modelo en Variables de Estado

Por lo tanto el modelo en el tiempo para un ciclo útil del 50%, frecuencia de conmutación de 25kHz, la inductancia L= 3mH y la capacitancia del filtro C = 100 µF con una carga R = 300Ω es:

$$\frac{-1.421\cdot 10^{-14}s+2\cdot 10^{6}}{s^{2}+40\cdot s+8.356\cdot 10^{4}} \tag{18}$$

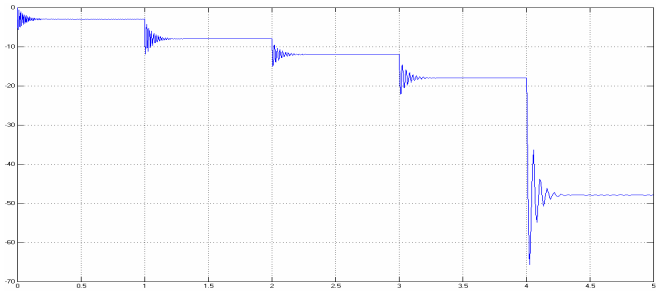

Figura 5. Respuesta del sistema a diferentes entradas.

VI. Diseño del Controlador Optimo

A. *Selección del tipo de controlador.*

El concepto de optimización de los sistemas de control se puede resumir como la realización de un diseño tal que para una planta dada, presente el mejor funcionamiento en términos de una especificación de comportamiento o índice de desempeño. Dicho diseño debe tener en cuenta los límites impuestos por las restricciones físicas del sistema y debe asegurar que, por medio de una definición adecuada de su estructura, el sistema de control sea físicamente realizable.

Desde un punto de vista teórico, las especificaciones de funcionamiento de un sistema de control pueden estar dadas en función del comportamiento de su respuesta transitoria frente a una entrada determinada o de una figura de mérito definida matemáticamente. La elección de dicho índice involucra un compromiso entre una evaluación significativa del comportamiento del sistema y un problema matemático manejable, por lo cual, es deseable que se origine no en criterio matemático, sino en uno práctico [9].

Para que un índice sea útil, este debe ser función de los parámetros del sistema de control y debe tener un máximo o un mínimo. Además, dicho índice debe ser selectivo, es decir, el ajuste óptimo de los parámetros debe ser claramente distinguible del ajuste no óptimo de los mismos [9,10].

El índice de la Integral del Error Cuadrático ha sido ampliamente usado tanto para entradas determinísticas como para entradas estadísticas debido a la facilidad del cálculo de la integral tanto analíticamente como experimentalmente [10,3]. Una característica de esta figura de mérito es que da gran peso a los errores grandes y poco peso a los errores pequeños, por lo cual, un sistema diseñado bajo este criterio tiende a presentar una rápida disminución en un error inicial grande y la respuesta es rápida y oscilatoria. A pesar de su baja selectividad [og] hay que notar que el criterio de Error Cuadrático Integral frecuentemente es de significación práctica, porque al llevar a mínimo el índice de comportamiento se llega a un consumo mínimo de potencia en algunos sistemas [1,7].

B. *Cálculo de los parámetros óptimos del banco de controladores PI*

El punto de operación en la que se diseño el controlador esta basado en la región de trabajo en la que la respuesta presenta una menor alinealidad como se muestra en la Figura 6.

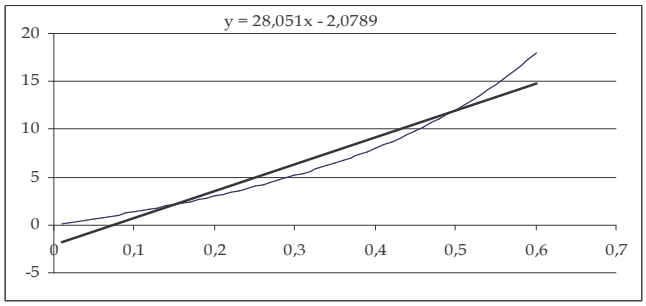

Figura 6. Alinealidad del Sistema en Detalle

Discretizando el modelo para llevarlo a una forma que pueda ser expresada en Excel®, se encuentran las constantes de los valores para el controlador PI óptimo que satisfacen y minimizan el criterio de desempeño ISE, éste se escoge porque en la planta que se desea controlar, el conversor DC Buck-Boost, la salida de voltaje debe permanecer constante, para lograr esto, el error en estado estacionario es el parámetro que se debe optimizar para lograr un comportamiento satisfactorio. Se utiliza el método de mínimos cuadrados y se obtiene las siguientes constantes:

$$PI(s)=1.5314\times\frac{(1+0.023s)}{s} \tag{19}$$

El sistema que minimiza (o maximiza, según el caso) el índice de desempeño seleccionado es, por definición, óptimo. Aunque en muchas aplicaciones prácticas el controlador puede no tener nada que ver con una condición "óptima", lo importante es que el diseño basado en el índice de desempeño cuadrático produzca un sistema de control estable.

Para probar el desempeño del controlador se usó la herramienta Simulink con el esquema mostrado en la figura 7.

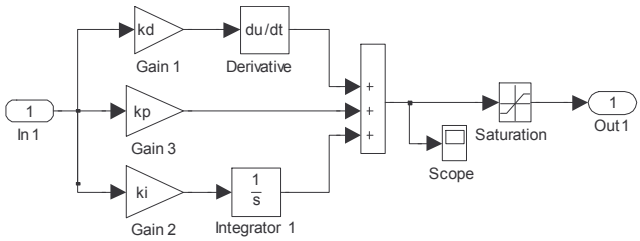

Figura 7. Esquema del Controlador

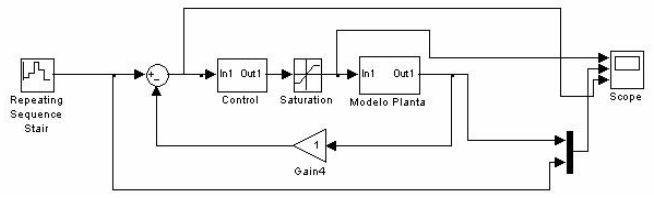

Figura 8. Esquema de Simulink

La salida del sistema controlado, con el diseño mostrado en la ecuación 20 en el punto de operación. Fig. 9

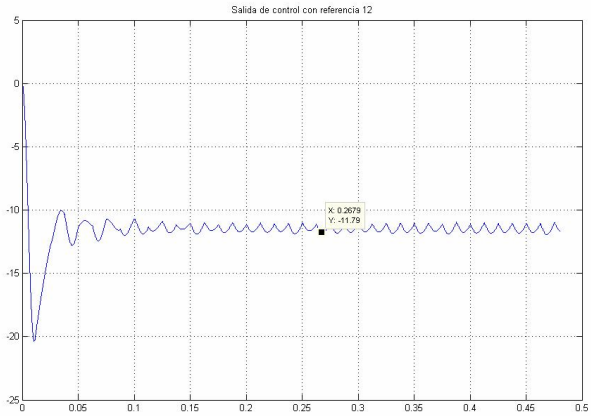

Figura 9. Salida del Sistema en el punto de operación

Posteriormente el controlador fue probado para diversos puntos de operación mostrando que controlaba en todo el rango dinámico del sistema como se muestra en la figura 10.

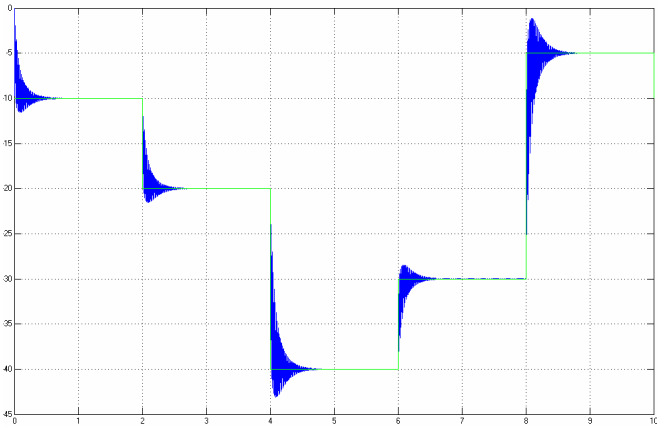

Figura 10. Salida del Sistema con varias entradas

Para corroborar el control obtenido se hace uso de nuevo de la herramienta SIMPOWER® de MATLAB, la cual proporciona una respuesta mas cercana al sistema real. Fig.11.

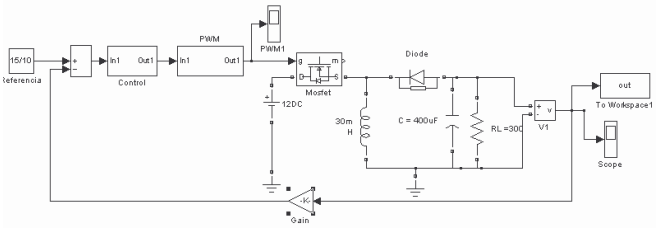

Figura 11. Sistema de Control con Circuito Esquemático

Las salidas del sistema para dos referencias de voltaje, una superior y otra inferior al punto de operación son mostradas en la Figura 12. A pesar de no estar en este punto, existe la acción de control requerida, teniendo en cuenta las limitaciones del sistema antes descritas.

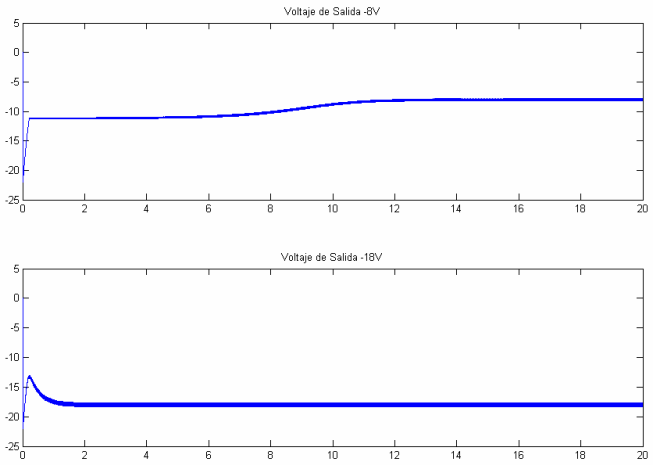

Figura 12. Sistema de Control con Circuito Esquemático

C. *Implementación Hardware*

Como se dijo anteriormente el reductor elevador al que se aplica el control tiene una entrada Vs= 12V. El ciclo útil de trabajo escogido es 0.5 y la frecuencia de conmutación es 25kHz. La inductancia L = 3mH y la capacitancia del filtro C = 100 µF con una carga R = 300.

El circuito de disparo del MOSFET (IRF530) se implementó con un monoestable con el integrado LM555, con este se genera la frecuencia de conmutación del sistema, la señal cuadrada saliente se integra para generar la rampa que posteriormente va a ser comparada con un nivel DC en un integrado LM311, como se utilizó un MOSFET tipo N se requiere aislar el circuito de control de la potencia, como la frecuencia de conmutación es alta se utilizó un optoacoplador adecuado para esta frecuencia (6N137),después de este se utilizó un inversor a transistor, este satura la señal, además se utilizó la configuración típica de inyección de corriente totempole [16] seguida de la etapa de un diodo en inverso en paralelo con una resistencia adecuada para el tiempo de conmutación.

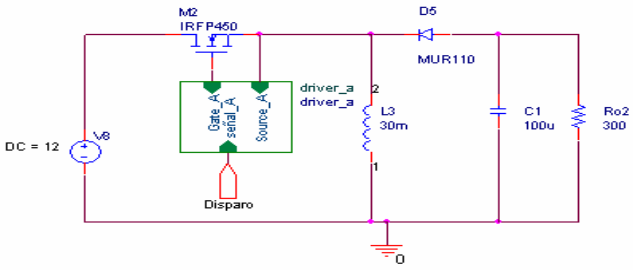

Figura 13. Esquematico con Driver de disparo

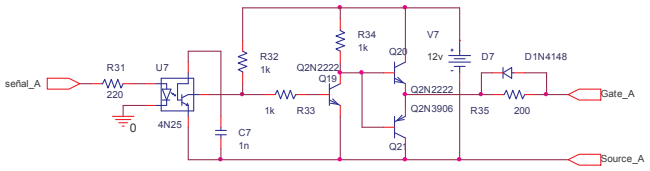

Figura 14. Driver Completo

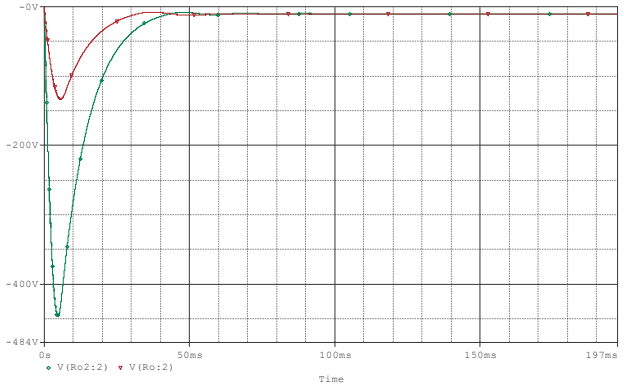

Figura 15. Salidas del Sistema

Para el diseño del circuito del controlador se utilizó el modelo PI mostrado [10]en la figura 16:

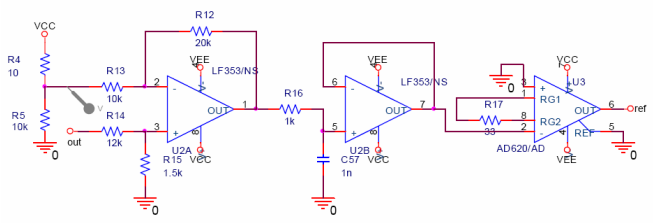

Figura 16. Conversor Ideal vs Conversor Real

(21)

$$\frac{R_4}{R_3}\frac{R_2}{R_1}\frac{R_2C_2s+1}{R_2C_2s}$$

$$R_2C_2 = 0.023$$

$$C_2 = 4\mu F$$

$$R_2 = 5750\Omega$$

$$R_1 = 166k\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 10k\Omega$$

VII. Conclusiones

La simulación en SimPower es una herramienta adecuada para mostrar la respuesta del sistema, además de ser similar a la respuesta real, sin embargo dado que no muestra todas las perdidas de los elementos se debe tener en cuenta la caracterización.

Un modelo matemático del sistema permite omitir o tener en cuenta factores que hacen posible observar las variaciones presentes de estos, para poder tomar una respuesta adecuada con base a su variación.

Se podría hacer un control para cada región de trabajo haciendo su respectiva función de transferencia, permitiendo una regulación en un rango mayor de trabajo.

Se debe tener en cuenta el desacople que existe en este tipo de conversores para hacer la realimentación y no provocar un cortocircuito o una sobretensión que provocara el daño del sistema.

Un sistema de conversión de potencia requerirá la presencia de una acción de control para su regulación y confiabilidad en su respectivo uso.

VIII. Referencias

[1] Diaz, N., Soriano, J. "Study of Two Control Strategies Based in Fuzzy Logic and Artificial Neural Network Compared with an Optimal Control Strategy Applied to a Buck Converter" IEEE proceedings publications, NAFIPS 2007.

[2] V. Idiarte, "Aportación de la lógica borrosa y del control H-inf a la regulación de sistemas conmutados continua-continua" UPC, December of 2003.

[3] Muhammad, R. "*Power Electronics Handbook*" Canada, Academic press 2001.

[4] L. X. Wang, "A course on Fuzzy Systems and Control", New Jersey, Prentice Hall, 1997.

[5] J. Mendel, "Fuzzy Logic Systems for Engineering: A Tutorial", Proceedings of the IEEE, Vol 83, No. 3, pp. 345-377, Marzo de 1995.

[6] J. Mendel, "Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions", Prentice Hall PTR, 2001.

[7] Bor - Ren Lin and Chihchiang Hua "Buck/boost Converter Control with Fuzzy Logic Approach" Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON apos;93., International Conference on Volume , Issue , 15-19 Nov 1993 Page(s):1342 - 1346 vol.2

[8] V. Gabryunas, "Apuntes de Electrónica" Universidad Distrital

[9] Rashid. H Muhammad, "Electrónica de Potencia: Circuitos dispositivos y aplicaciones" , 2da edición.

[10] Ogata. Katsushiko, "Ingeniería de control Moderna", 2da Edición.

[11] Ericsson, R. Maksimovic, D, "Fundamentals of Power Electronics", 2da edición.

[12] Sasaki, S.; Inoue, T. "Systematic approach to robust nonlinear voltage control ofbuck/boost converter" Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual Volume 3, Issue , 2000 Page(s):1408 - 1413 vol.3

[13] Beccuti, A.G.; Papafotiou, G.; Morari, M. "Optimal Control of the Boost dc-dc Converter Decision and Control", 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC apos;05. 44th IEEE Conference on Volume , Issue , 12-15 Dec. 2005 Page(s): 4457 – 446

[14] M. Lazar, R. De Keyser. "Non-linear predictives control of a DC-to-DC converter" Departement of Electrical Engineering Control Systems Group.

[15] Chamorro, Harold; Linares, Daniel.; Iregui, Sebastián; Soto, Ivan. "Diseño e Implementación de un Controlador Óptimo para un Conversor DC-DC" II Simposio Internacional en Fuentes Alternativas de Energía & Calidad Eléctrica SIFAE &CE 2008.

[16] Hart, Daniel "Electrónica de Potencia" ISBN:84-205-3179-0

[17] H. El fadil, F. Giri, M. Halua, H. Ouadi, F.Z. Chaoui "Nonlinear and Adaptive Control of Buck-Boost Power Converter"